

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): D. KANEKO et al
Serial No.: Not Yet Assigned
Filed: February 27, 2004
Title: DRIVING SYSTEMS OF AC MOTOR

LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Mail Stop: Patent Applications
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

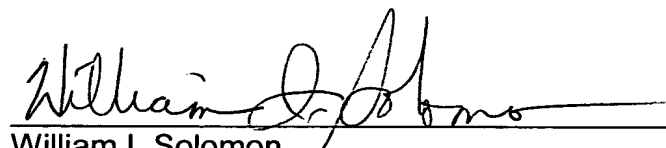
February 27, 2004

Sir:

Under the provisions of 35 USC §119 and 37 CFR §1.55, the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on **Japanese** Patent Application No.(s) 2003-183714 filed June 27, 2003.

A certified copy of said **Japanese** Application is attached.

Respectfully submitted,
ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP



William I. Solomon
Registration No. 28,565

WIS/dks
Attachments
(703) 312-6600

(Translation)

**PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT**

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

Date of Application: June 27, 2003

Application Number: Japanese Patent Application
No. 2003-183714

Applicant(s): Hitachi Industrial Equipment Systems Co., Ltd.

February 6, 2004

Commissioner,
Patent Office

Yasuo IMAI (seal)

Certificate No. 2004-3007430

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

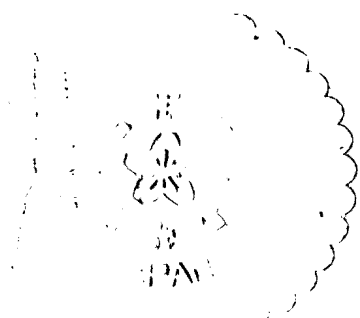
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2003年 6月27日

出願番号
Application Number: 特願2003-183714
[ST. 10/C]: [JP2003-183714]

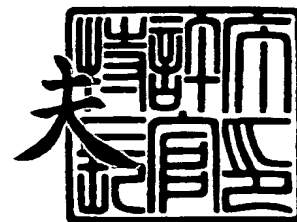
出願人
Applicant(s): 株式会社日立産機システム



2004年 2月 6日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康夫



出証番号 出証特2004-3007430

【書類名】 特許願

【整理番号】 1103008651

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明の名称】 交流電動機の制御装置及び交流電動機システム

【請求項の数】 21

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 金子 大吾

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 岩路 善尚

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 坂本 潔

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 遠藤 常博

【発明者】

【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目 1 番 1 号
株式会社 日立産機システム内

【氏名】 大久保 智文

【特許出願人】

【識別番号】 502129933

【氏名又は名称】 株式会社 日立産機システム

【代理人】

【識別番号】 100075096

【弁理士】

【氏名又は名称】 作田 康夫

【電話番号】 03-3212-1111

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 交流電動機の制御装置及び交流電動機システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電動機に任意の交流を与えるインバータに制御信号を送る制御装置を備えた交流電動機の制御装置において、

前記制御装置は、前記交流電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、

磁極位置推定手段とを有し、

前記磁極位置推定手段では、前記脈動電流の正側、負側のそれぞれに対して、前記脈動電流の少なくとも 2 つの電流値を観測し、前記交流電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記少なくとも 2 つの電流値に基づいて電流変化率を求め、前記電流変化率に基づいて前記電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記脈動電流印加手段の印加電圧指令は、方形波電圧であることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 4】

請求項 3 において、

前記インバータはキャリアを用いたパルス幅変調制御を行うものとし、

前記方形波電圧は、キャリア周期の 4 以上の偶数整数倍周期を持つことを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 において、

前記脈動電流印加手段の印加電圧指令は、階段波電圧であることを特徴とする

交流電動機の制御装置。

【請求項 6】

請求項 5 において、

前記インバータはキャリアを用いたパルス幅変調制御を行うものとし、

前記階段波電圧は、キャリア周期の 4 以上の偶数整数倍周期を持つことを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 において、

前記与える電圧の振幅を設定し、または変更するための、電流振幅差演算手段を有することを特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 8】

請求項 2 において、

前記脈動電流印加手段は、前記脈動電流の前記電流変化率が所定の範囲内になるように、印加電圧指令の振幅の調整を行うことを特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 9】

請求項 1 において、前記電動機内部の磁極位置を推定する手段が、前記インバータ及び前記制御装置の異常を検知する異常検知処理を行った後に動作する事を特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 10】

交流電動機に任意の交流を与えるインバータに制御信号を送る制御装置を有する交流電動機の制御装置において、

前記制御装置は、前記電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、磁極位置推定手段とを有し、

前記脈動電流印加手段の印加電圧指令は、振幅が異なる方形波電圧を順次与え

、
前記磁極位置推定手段では、前記脈動電流の正側、負側のそれぞれに対して前記脈動電流の少なくとも 1 つの電流値を観測し、前記交流電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 1 1】

請求項 1 0 において、

前記少なくとも 2 つの電流値に基づいて電流変化率を求め、前記電流変化率に基づいて前記交流電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 0 において、

前記インバータはキャリアを用いたパルス幅変調制御を行うものとし、

前記振幅が異なる方形波電圧は、キャリア周期の 2 以上の整数倍周期であることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 1 3】

請求項 1 0 において、

前記脈動電流の少なくとも 1 つの電流値を観測するのは、前記脈動電流の正側および負側の最大値付近のみを観測することを特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 1 4】

請求項 1 において、

前記脈動電流を、任意の 2 つ以上の位相軸上に与えることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 1 5】

請求項 1 0 において

前記振幅が異なる 2 つの方形波電圧を、制御装置の推定磁束軸である d c 軸及び該 d c 軸に直交する q c 軸上双方に所定の期間ずつ与えることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 1 6】

請求項 1 5 において、

前記振幅が異なる 2 つの方形波電圧を、第一の方形波電圧及び第二の方形波電圧とし、

前記 d c 軸上に前記第一の方形波電圧を与える期間 d 1，前記 d c 軸上に前記

第二の方形波電圧を与える期間 d 2 , 前記 q c 軸上に前記第一の方形波電圧を与える期間 q 1 , 前記 q c 軸上に前記第二の方形波電圧を与える期間 q 2 とすると

電圧を与える期間の順序が、前記期間 d 1 , 前記期間 d 2 , 前記期間 q 1 , 前記期間 q 2 であること、又は、電圧を与える期間の順序が、前記期間 d 1 , 前記期間 q 1 , 前記期間 d 2 , 前記期間 q 2 であることを特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 1 7】

請求項 1 0 において、

前記与える電圧の振幅を設定し、または変更するための、電流振幅差演算手段を有することを特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 1 8】

請求項 1 1 において、

脈動電流印加手段は、前記脈動電流の前記電流変化率が所定の範囲内になるように、印加電圧指令の振幅の調整動作を行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 1 9】

請求項 1 0 において、前記電動機内部の磁極位置を推定する手段が、前記インバータ及び前記制御装置の異常を検知する異常検知処理を行った後で動作する事を特徴とした交流電動機の制御装置。

【請求項 2 0】

交流電動機に任意の交流を印加するインバータに制御信号を送る制御装置を備えた交流電動機の制御装置において、

前記制御装置は、前記電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、磁極位置推定手段とを有し、

前記脈動電流印加手段の印加電圧指令は、階段波電圧を与え又は振幅が異なる方形波電圧を順次与え、

前記交流電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 2 1】

交流電動機と、交流電動機に任意の交流を印加するインバータと、前記インバータに制御信号を送る制御装置を有する交流電動機システムにおいて、

前記制御装置は、前記交流電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、

磁極位置推定手段とを有し、

前記磁極位置推定手段では、前記脈動電流の正側、負側のそれぞれに対して、前記脈動電流の少なくとも 2 つの電流値を観測し、前記交流電動機の磁極位置を推定することを特徴とする交流電動機システム。

【発明の詳細な説明】**【0 0 0 1】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、電気角位置を検出するセンサを用いずに電動機制御を実現する交流電動機の制御装置及び交流電動機システムに関する。

【0 0 0 2】**【従来の技術】**

同期電動機を電気角位置の検出なしに制御する手法は、例えば、特開 2 0 0 2 - 7 8 3 9 2 号公報（以下、文献 1）があり、同期電動機内部の磁極位置推定方法に関するものである。

【0 0 0 3】

又、特開 2 0 0 1 - 9 5 2 1 5 号公報（以下、文献 2）で述べられている様な P M モータ固定子の部分的な飽和が影響する場合がある。

【0 0 0 4】**【特許文献 1】**

特開 2 0 0 2 - 7 8 3 9 2 号公報

【特許文献 2】

特開 2 0 0 1 - 9 5 2 1 5 号公報

【0 0 0 5】**【発明が解決しようとする課題】**

文献1は、同期電動機に対し、直交する2つの軸方向に電圧パルスを印加して、夫々の軸方向に発生する電流パルスの振幅を検出し、それを基に磁極位置を推定する。この手法では、発生する電流と推定磁極位置との関係を近似特性で与えることで、電圧パルスの印加回数と推定精度とを両立させている。

【0006】

しかしながら、文献1では、磁気飽和による前記電流の脈動成分の変化について、次の様な仮定をしている。図14は文献1が仮定する、永久磁石磁束 ϕ_m と発生する電流 I_{dc} との関係を示すもので、夫々(a)dc軸と電動機内部の永久磁石磁束 ϕ_m の方向、(b)前記電流 I_{dc} と一次磁束 ϕ_{ld} の関係の模式図、(c)電流 I_{dc} の波形、であり、同図(a)の様に、電圧パルスを印加するdc軸が、電動機内部の永久磁石磁束 ϕ_m の方向に一致するとした。前記電流 I_{dc} と前記永久磁石磁束 ϕ_m の方向が一致する時、前記電流 I_{dc} による磁束と該永久磁石磁束 ϕ_m の方向が一致し、電動機の鉄心の磁気飽和を強める方向に働く。この時のインダクタンス L_{ds0} は、前記電流 I_{dc} と前記永久磁石磁束 ϕ_m の方向が逆の場合のインダクタンス L_{d0} に対して相対的に小さくなり、前記電流 I_{dc} は、同図(c)の様に变化する。

【0007】

ところが、文献2で述べられている様なPMモータ固定子の部分的な飽和が影響する場合、前記電流 I_{dc} の大きさによっては、この仮定が必ずしも成り立たなくなり、磁極位置の推定誤差が大きくなる可能性がある。この部分的な飽和その影響はPMモータの構造にも依存し、電流 I_{dc} を大きくすれば相対的に下げられるが、電動機を駆動するコントローラの制約を受ける可能性がある。

【0008】

本発明の目的は、磁極位置を精度良く推定できる交流電動機の制御装置及び交流電動機システムを提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】

本発明の一つの特徴は、交流電動機に任意の交流を印加するインバータに制御信号を送る制御装置を有する交流電動機の制御装置において、前記制御装置は、

前記交流電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、磁極位置推定手段とを有し、前記磁極位置推定手段では、前記脈動電流の正側、負側のそれぞれに対して、前記脈動電流の少なくとも2つの電流値を観測し、前記交流電動機の磁極位置を推定することである。

【0010】

なお、本発明のその他の特徴は本願特許請求の範囲に記載のとおりである。

【0011】

【発明の実施の形態】

(実施例1)

図1に本発明の第1の実施形態であるシステム構成図を示す。本システムは、電動機を制御する制御装置1、電動機を駆動するインバータ2および三相交流電動機3からなり、制御装置1内で、電動機3内部の磁束の推定軸であるdc軸を持ち、この軸に対して電圧変化を与える手段と、前記電動機に流れる電流を観測する手段とを備え、該電流の観測値に含まれる脈動成分に対し、該脈動成分の正側、ならびに負側の通流時間に基づき、前記電動機内部の磁極位置を推定する。

【0012】

具体的には、電動機3の電流を検出する電流検出器4、電流検出値を制御装置の回転座標軸dcqc軸へ座標変換するdq変換器5、電動機3の速度あるいはトルクを制御するベクトル制御器6、電動機3の電気角周波数 ω_1 を積分し、電気角位置(位相) θ_{dc} を演算する積分器7、dcqc軸上の電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を、三相交流の電圧指令に座標変換するdq逆変換器8、三相電圧指令に基づいて、インバータ2を制御するためのパルスが発生させるPWM発生器9、信号を加算する加算器10、脈動電流を発生させるための電圧信号を与える脈動電流印加手段11、特徴部分である軸誤差(電動機内部と制御器内での磁極位置の誤差) $\Delta\theta$ を演算する磁極位置推定手段12、軸誤差 $\Delta\theta$ に基づき、制御器内の電気角位置 θ_{dc} を補正する補正ゲイン13、前記磁極位置推定手段に基づいて制御機内での磁極位置を補正するための加算器14、よりなる。

【0013】

次に、本実施形態の動作原理を説明する。ベクトル制御器6において、電動機

3の速度、あるいはトルクを制御するための制御演算を行う。電流検出器4で検出された三相交流電流は、座標変換器により、制御器内部の回転座標軸dcqc軸上の値 I_{dc} 、 I_{qc} に変換される。電動機の磁極が存在する方向の成分を I_{dc} 、それと直交する成分を I_{qc} とし、それぞれが所定の値になるように、ベクトル制御器6において、電動機3への印加電圧 V_{dc0}^* 、 V_{qc0}^* の値が演算され出力される。これらの電圧指令は、再び三相交流量に変換され、PWM発生器9において、インバータ2をスイッチング動作させるためのパルス信号へと変換される。インバータ2は、PWM発生器9の信号により駆動され、制御装置1で演算された電圧指令に相当する電圧を、電動機3に印加する。

【0014】

電動機3の磁極の位相 θ （位置）が磁極位置検出器から直接検出できる場合は、その検出位相に基づいて三相の検出電流を座標変換することができるので、励磁電流成分 I_{dc} とトルク電流成分 I_{qc} が得られる。ベクトル制御器6はこれら二つの電流成分を独立に制御するもので、内部に電動機3の速度やトルクを所望の値にするためのトルク電流指令、励磁電流指令が存在し、それらに検出値 I_{dc} 、 I_{qc} が一致するように、電圧指令 V_{dc0}^* 、 V_{qc0}^* の値を変化させる。

【0015】

上記のように、ベクトル制御を行うには、電動機内部の磁極位置を検出する必要がある。本発明による電動機駆動システムでは、磁極位置検出器（センサ）を用いずに、電動機内部の磁極位置を検出するものである。

【0016】

次に、本実施例の特徴部分である、磁極位置推定手段について説明する。

【0017】

図2に磁極位置推定手段12の構成例を示し、図3には脈動電流印加手段11が印加電圧指令 V_{hd}^* を与えた時の、磁極位置推定手段12の動作を示す。尚、ここで前記三相交流電動機3は停止状態で、また初期状態では、dc軸位相は前記三相交流電動機3の固定子U相にあると仮定し、またインバータ出力はパルス幅変調されるものとする。ここで図3（a）はPWM三角波キャリアであり、制御系の演算周期はキャリア半周期であるとする。

【0018】

本実施形態では、図3(b)の印加電圧指令 V_{hd}^* は、PWM三角波キャリアの2倍周期を持つ方形波電圧とする。この時、制御系演算一周分としてPWM三角波キャリア半周期遅れて、 V_{hd}^* を2相3相変換した各相電圧指令 V_{hu}^* 、 V_{hv}^* 、 V_{hw}^* は図3(b-2)と図3(b-3)に示す様になり、更にこれをパルス幅変調した各相電圧が、図3(c)、図3(d)、図3(e)に示すように出力される。

【0019】

この電圧出力により、三相交流電動機には脈動電流が生ずる。図3(f)は座標変換器で得られたdc軸電流 I_{dc} である。電流値の検出は、同図中の黒丸で示すタイミングで行う。この時、正側の半波について ΔI_{dcp1} と ΔI_{dcp2} 、負側の半波について ΔI_{dcn1} と ΔI_{dcn2} 、という、電流極性毎に2つずつの絶対値の異なる電流値を得る。

【0020】

該電流値について、遅延器121と減算器122により、一階差分値 ΔI_{dc} を演算する。減算器122の出力である一階差分値 ΔI_{dc} を図3(g)に示す。ここでは、電流検出一周期分の演算遅れが生じる。この一階差分値 ΔI_{dc} から絶対値演算器123により、その絶対値 $|\Delta I_{dc}|$ が求められる。他方、電流極性演算器124は、前記印加電圧指令 V_{hd}^* に基づいて、発生したdc軸電流 I_{dc} の極性を示す電流極性信号 S_p を求める。この S_p は、前記印加電圧指令 V_{hd}^* に対し、パルス幅変調された電圧が出力されるための制御系演算一周分の遅れ時間、一階差分値 ΔI_{dc} を演算するための電流検出一周期分の遅れ時間、図3(f)に示す脈動電流の一周期の4分の1に相当する遅れ時間、の合計に相当する遅れ時間を持つ信号と、同じタイミングで変化する方形波信号とすればよい。本実施例の場合、前記電流極性信号 S_p は、図3(h)に示す様に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* に対して、電流検出1周期分遅らせ、極性を反転すれば求められる。

【0021】

電流変化量演算手段125では、次式(1)に示す $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ を、以下の手順に従って演算する。

【0022】

【数1】

$$\Delta I_{dcp}' = \Delta I_{dcp2} - \Delta I_{dcp1}, \Delta I_{dcn}' = \Delta I_{dcn2} - \Delta I_{dcn1} \cdots (1)$$

まず、前記電流極性信号 S_p を、前記絶対値 $|\Delta I_{dc}|$ に乗ずる。その結果、図3(i)に示す様に、 $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ を含む信号となる。次に、図3(i)中に黒三角で示すタイミングの値を抽出する。前記黒三角で示すタイミングは、前記電流極性信号 S_p の極性が変化するタイミングの真中とすればよい。磁極位置推定手段12では、この $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ に基づいて、軸誤差 $\Delta \theta$ を演算する。

【0023】

次に、本実施形態での磁極位置推定の動作原理を説明する。図4は電動機内部の永久磁石と発生するdc軸電流 I_{dc} との関係を示すもので、夫々(a) dc軸と電動機内部の永久磁石磁束 ϕ_m の方向、(b) 前記dc軸電流 I_{dc} と一次磁束 ϕ_{1d} の関係の模式図、(c) dc軸電流 I_{dc} の波形、である。以下、同図(a)の様に、dc軸が電動機内部の永久磁石磁束 ϕ_m の方向に一致するとした。

【0024】

前記永久磁石磁束 ϕ_m の影響により、前記dc軸電流 I_{dc} は、その極性に対して非対称に変化する。これは前記永久磁石磁束 ϕ_m により、前記dc軸電流 I_{dc} の極性に対して、インダクタンス ($L \propto dI/dt$) が変化するためである。ここで、前記インダクタンスをdc軸正方向について L_{ds0} 、dc軸負方向について L_{d0} とすると、 $L_{ds0} < L_{d0}$ である。

【0025】

一方、前記dc軸電流 I_{dc} が小さい場合、例えば電動機の固定子構造等の影響を受け、前記インダクタンスはdc軸正方向について L_{ds1} 、dc軸負方向について L_{ds2} となる。尚、本図では $L_{d0} > L_{ds2}$ 、 $L_{ds1} > L_{ds0}$ を仮定している。

【0026】

この時、前記dc軸電流 I_{dc} が小さい時 ($\Delta I_{dcn1} < I_{dc} < \Delta I_{dcp1}$)、 I_{dc} は、dc軸正方向では L_{ds1} 、dc軸負方向では L_{ds2} に従って変化し、一方、前記dc軸電流 I_{dc} が大きくなった ($I_{dc} < \Delta I_{dcn1}$ または $\Delta I_{dcp1} < I_{dc}$) 時は

、 I_{dc} は、 d 軸正方向では L_{ds0} 、 d 軸負方向では L_{d0} に従って変化する。

【0027】

軸誤差 $\Delta\theta$ の推定には、前記インダクタンスの内、 L_{ds0} と L_{d0} の情報が必要だが、実際に検出される d 軸電流 I_{dc} の大きさ ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} は、夫々 L_{ds0} と L_{ds1} 、 L_{d0} と L_{ds2} の影響を含む。発生する d 軸電流 I_{dc} の波形と、検出される電流値 ΔI_{dcp1} 、 ΔI_{dcn1} 、 ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} の関係は、図4(c)のようになる。そこで、 $(|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ の式)に従って、 $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ を求めると、それぞれ、 $|\Delta I_{dcp}'|$ は L_{ds0} に、 $|\Delta I_{dcn}'|$ は L_{d0} に従って変化した、前記 d 軸電流 I_{dc} の成分となり、前記永久磁石磁束 ϕ_m によるインダクタンスの変化の影響を、前記 d 軸電流 I_{dc} の変化として抽出できる。

【0028】

ところで、 $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ と、軸誤差 $\Delta\theta$ については、例えば次式(2)の様な近似特性を適用すればよい。

【0029】

【数2】

$$|\Delta I_{dcp}'| - |\Delta I_{dcn}'| \propto \cos(\Delta\theta) \quad \dots (2)$$

この近似特性を用いる場合、推定可能な軸誤差 $\Delta\theta$ は $\pm\pi/2$ 以内の範囲となる。

【0030】

本実施形態によれば、電動機の固定子構造等によるインダクタンス変化の影響を受けずに、軸誤差 $\Delta\theta$ の推定精度を高めることが可能となる。

【0031】

(実施例2)

ところで本発明の第1の実施形態においては、電流値の検出タイミングは、図3に示す様に前記PWM三角波キャリアのピーク値並びに中間値とする必要があるが、PWM三角波キャリアの中間値のタイミングを生成するには、ソフトウェア処理が複雑になることがある。

【0032】

そこで、本発明の第2の実施形態では、全体のシステム構成は図1と同一の構成とし、前記印加電圧指令 V_{hd}^* について、図5(b)に示す様に、周期をPWM三角波キャリア周期の4倍とする。また、前記磁極位置推定手段12の動作は、前記電流極性信号 S_p が V_{hd}^* の極性を反転したものとなることを除き、第1の実施形態と同一である。この時、電流値の検出タイミングは、図5(f)中で黒丸で示す様にPWM三角波キャリアがピーク値となるタイミングと一致する。従って、本実施形態によればPWM三角波キャリアがピーク値となるタイミングで電流を検出すればよく、前記電流値の検出タイミングの生成が容易になる。

【0033】

更に、本実施形態において V_{hd}^* の周期をPWM三角波キャリア周期の $2n$ 倍 (n は2以上の整数) とすれば、dc軸電流 I_{dc} の周期は、PWM三角波キャリア半周期の $4n$ 倍となるので、PWM三角波キャリアのピーク値のタイミングで電流値を検出する事で、dc軸電流 I_{dc} の正側、負側夫々に対して、絶対値の異なる最大 n 個の電流値を得る事ができる。

【0034】

(実施例3)

本発明の第3の実施形態では、全体のシステム構成は図1と同一の構成で、前記印加電圧指令 V_{hd}^* について、図6(b)の様に、前記PWM三角波キャリアの4倍の周期とし、更に、振幅が V_{hd1} と V_{hd2} の2段階で変化する階段波とする。例えば、 V_{hd}^* の振幅の平均値 $(V_{hd1} + V_{hd2}) / 2$ は一定値として V_{hd1} と V_{hd2} の値を変化させると、前記dc軸電流 I_{dc} のピーク値 ΔI_{dcp2} , ΔI_{dcn2} は一定としたままで、 ΔI_{dcp1} , ΔI_{dcn1} の値を変化させる事が可能になる。本発明の第2の実施形態においては、 ΔI_{dcp1} と ΔI_{dcn1} は、本実施形態における $V_{hd1} = V_{hd2}$ の時の値になる。しかし本実施形態では V_{hd1} と V_{hd2} の比を任意に選べるので、dc軸電流 I_{dc} のピーク値 ΔI_{dcp2} , ΔI_{dcn2} を変えずに、 ΔI_{dcp1} と ΔI_{dcn1} を、固定子構造等のインダクタンス変化を受けない様に設定できる。

【0035】

従って、本実施形態によれば、dc軸電流 I_{dc} を増やすことなく、軸誤差 $\Delta \theta$

の推定精度を高めることが可能となる。

【0036】

また第2の実施形態の場合と同様に、 V_{hd}^* の周期をPWM三角波キャリア周期の2n倍（nは2以上の整数）とする事で、dc軸電流 I_{dc} の正側、負側夫々に対して、絶対値の異なる最大n個の電流値を得る事ができる。

【0037】

（実施例4）

本発明の第4の実施形態では、全体のシステム構成は図1と同一の構成で、磁極位置推定動作は、図7に示す様に2つのフェーズ（それぞれ第1フェーズ、第2フェーズとする）に分けて実施し、前記印加電圧指令 V_{hd}^* は、それぞれの振幅が異なる2つの方形波電圧を順次与える。即ち図7（b）の様に、振幅は、前記第1フェーズで V_{hd1}' 、前記第2フェーズで V_{hd2}' とし、周期は、どちらのフェーズでも前記PWM三角波キャリア周期の2倍とする。前記dc軸電流 I_{dc} の検出タイミングは、図7（f）に黒丸で示す様に、前記PWM三角波キャリアのピークで行う。この時、前記第1フェーズでは ΔI_{dcp1} 及び ΔI_{dcn1} が、前記第2フェーズでは ΔI_{dcp2} 及び ΔI_{dcn2} が、検出される電流値となる。

【0038】

本実施形態では、図7（i）に示す様に、前記絶対値 $|\Delta I_{dc}|$ に前記電流極性信号 S_p を乗じた結果には、前記 $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ の情報は含まれないが、夫々のフェーズに於ける前記dc軸電流 I_{dc} の最大値である ΔI_{dcp1} 、 ΔI_{dcn1} 、 ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} が判る。そのため、前記電流変化量演算手段125の動作は次の様にする。即ち、前記電流変化量演算手段125は、前記絶対値 $|\Delta I_{dc}|$ に前記電流極性信号 S_p を乗じた結果として、前記第1フェーズで ΔI_{dcp1} 及び ΔI_{dcn1} を、前記第2フェーズで ΔI_{dcp2} 及び ΔI_{dcn2} を、夫々求め、前記第1フェーズと前記第2フェーズの両方が終了した後で、前記 $|\Delta I_{dcp}'|$ 及び $|\Delta I_{dcn}'|$ を求める。

【0039】

本実施形態では、 V_{hd1}' 、 V_{hd2}' を独立で設定できるので、dc軸電流 I_{dc} のピーク値 ΔI_{dcp2} と ΔI_{dcn2} を変えずに、 ΔI_{dcp1} と ΔI_{dcn1} を、固定子構造

等のインダクタンス変化を受けない様に設定することで、 d 軸電流 I_{dc} を増やすことなく、軸誤差 $\Delta \theta$ の推定精度を高めることが可能となる。また、 ΔI_{dcp1} 、 ΔI_{dcn1} は前記第 1 フェーズの、 ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} は前記第 2 フェーズの、それぞれにおける、前記 d 軸電流 I_{dc} の正側と負側のピーク値と等しい。従って、一階差分値の演算を行わずに、夫々のフェーズにおける正側と負側の検出値を ΔI_{dcp1} 、 ΔI_{dcn1} 、 ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} として、数式 (1) より $\Delta I_{dcp}'$ と $\Delta I_{dcn}'$ を求めることもでき、この場合は演算処理の簡略化が図れる。

【0040】

第 1 から第 4 の実施形態では、印加電圧指令 V_{hd}^* は、1 つの位相軸 (d 軸) の正側と負側に変化する方形波電圧として与えるとした。この場合は、磁極位置の推定は電気角で $\pm \pi/2$ の範囲のみ可能で、 $\pm \pi$ の推定誤差が本質的に存在する。従って、磁極位置の推定を電気角で $\pm \pi$ の範囲で実現するためには、前述の位相軸を複数用いる必要がある。

【0041】

(実施例 5)

本発明の第 5 の実施形態に於けるシステム構成を図 8 に示す。図 1 に対して、前記脈動電流印加手段 11 が、前記印加電圧指令 V_{hd}^* と同時に電圧変化を与える d 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を出力すること、前記加算器 14 の入力に、 θ_{dc_ini} が追加されたことが異なる。この構成により、 θ_{dc_ini} を操作する事で、電動機の任意の位相に電圧変化を与えられる。

【0042】

図 9 は、本実施形態における前記磁極位置推定手段 12 の構成図で、図 10 は、前記脈動電流印加手段 11 が前記印加電圧指令 V_{hd}^* を与えた時の、前記磁極位置推定手段 12 の動作を示す説明図である。本実施形態では、図 7 (j) に示す様に、前記電圧変化を与える d 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を 90° 変更して、電圧変化を直交する 2 方向に対して与える事とする。また、 θ_{dc_ini} が 0° と 90° それぞれの状態に於いて、前記印加電圧指令 V_{hd}^* は、第 4 の実施形態と同様に、周期が前記 PWM 三角波キャリア周期の 2 倍で、それぞれの振幅が異なる 2 つの方形波電圧を順次与えるとする。この時、 θ_{dc_ini} が 0° で振幅が

$V_{hd1'}$ となる V_{hd}^* を印加する期間をフェーズ d 1、 θ_{dc_ini} が 0° で振幅が $V_{hd2'}$ となる V_{hd}^* を印加する期間をフェーズ d 2、 θ_{dc_ini} が 90° で振幅が $V_{hd1'}$ となる V_{hd}^* を印加する期間をフェーズ q 1、 θ_{dc_ini} が 90° で振幅が $V_{hd2'}$ となる V_{hd}^* を印加する期間をフェーズ q 2、とする。

【0 0 4 3】

前記フェーズ d 1 に於いては、まず処理開始時に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅を $V_{hd1'}$ 、前記電圧変化を与える d c 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を 0° とする。その後、前記脈動電流印加手段 1 1 は、 V_{hd}^* を設定周期だけ印加する。図 1 0 では、前記設定周期は 2 となる。この時、制御系演算一周分として PWM 三角波キャリア半周期遅れて、 V_{hd}^* をパルス幅変調した各相電圧が、図 1 0 (c)、図 1 0 (d)、図 1 0 (e) に示すように出力される。この電圧出力により発生する前記 d c 軸電流 I_{dc} を図 1 0 (f) に示す。電流値の検出は同図中の黒丸で示すタイミングで行い、正側の半波について ΔI_{dcp1} 、負側の半波について ΔI_{dcn1} という電流値を得る。該電流値について、前記遅延器 1 2 1 と前記減算器 1 2 2 から演算される前記一階差分値 ΔI_{dc} は図 1 0 (g) に示す様になり、 ΔI_{dc} を前記絶対値演算器 1 2 3 により、その絶対値 $|\Delta I_{dc}|$ を得る。他方、前記電流極性演算器 1 2 4 は、前記印加電圧指令 V_{hd}^* に基づいて、前記電流極性信号 S_p を求める。本実施形態に於ける特徴部分である、電流振幅差演算手段 1 2 7 は、振幅 $V_{hd1'}$ の方形波電圧を $\theta_{dc_ini} = 0^\circ$ の方向へ印加した時に発生する I_{dc} の、正極性への振幅 ΔI_{dcp1} と負極性への振幅 ΔI_{dcn1} との振幅差の積算値 $P F_{d_off}$ を求める。

【0 0 4 4】

【数 3】

$$P F_{d_off} = \int (|\Delta I_{dcp1}| - |\Delta I_{dcn1}|) dt \quad \dots (3)$$

この積算値の算出後、前記フェーズ d 2 へ移行する。

【0 0 4 5】

前記フェーズ d 2 に於いては、処理開始時に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅を $V_{hd2'}$ 、前記電圧変化を与える d c 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を 0° とする。その後、前記脈動電流印加手段 1 1 は、 V_{hd}^* を設定周期だけ印加する。前記フ

フェーズ d 1 と同様に V_{hd}^* によって前記各相電圧が出力され、前記 d c 軸電流 I_{dc} が発生する。前記フェーズ d 1 と異なるのは検出される電流値で、正側の半波について ΔI_{dcp2} 、負側の半波について ΔI_{dcn2} となる。この前記フェーズ d 2 では、前記電流振幅差演算手段 127 は、振幅 V_{hd2}' の方形波電圧を $\theta_{dc_ini} = 0^\circ$ の方向へ印加した時に発生する I_{dc} の、正極性への振幅 ΔI_{dcp2} と負極性への振幅 ΔI_{dcn2} との振幅差の積算値 PF_{d_sig} を求める。

【0046】

【数4】

$$PF_{d_sig} = \int (|\Delta I_{dcp2}| - |\Delta I_{dcn2}|) dt \quad \dots (4)$$

この積算値の算出後、前記フェーズ q 1 へ移行する。

【0047】

前記フェーズ q 1 に於いては、処理開始時に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅を V_{hd1}' 、前記電圧変化を与える d c 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を 90° とする。その後、前記脈動電流印加手段 11 は、 V_{hd}^* を設定周期だけ印加する。前記フェーズ d 1 と同様に V_{hd}^* によって前記各相電圧が出力され、前記 d c 軸電流 I_{dc} が発生する。前記フェーズ d 1 と異なるのは検出される電流値で、正側の半波について ΔI_{qcp2} 、負側の半波について ΔI_{qcn2} となる。この前記フェーズ d 2 では、前記電流振幅差演算手段 127 は、振幅 V_{hd1}' の方形波電圧を $\theta_{dc_ini} = 90^\circ$ の方向へ印加した時に発生する I_{dc} の、正極性への振幅 ΔI_{qcp1} と負極性への振幅 ΔI_{qcn1} との振幅差の積算値 PF_{q_off} を求める。

【0048】

【数5】

$$PF_{q_off} = \int (|\Delta I_{qcp1}| - |\Delta I_{qcn1}|) dt \quad \dots (5)$$

この積算値の算出後、前記フェーズ q 2 へ移行する。

【0049】

前記フェーズ q 2 に於いては、処理開始時に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅を V_{hd2}' 、前記電圧変化を与える d c 軸位相の指令値 θ_{dc_ini} を 90° とする。その後、前記脈動電流印加手段 11 は、 V_{hd}^* を設定周期だけ印加する。前記フェーズ d 1 と同様に V_{hd}^* によって前記各相電圧が出力され、前記 d c 軸電流

I_{dc} が発生する。前記フェーズ d 1 と異なるのは検出される電流値で、正側の半波について ΔI_{qcp2} 、負側の半波について ΔI_{qcn2} となる。この前記フェーズ d 2 では、前記電流振幅差演算手段 127 は、振幅 $V_{hdl'}$ の方形波電圧を $\theta_{dc_ini} = 90^\circ$ の方向へ印加した時に発生する I_{dc} の、正極性への振幅 ΔI_{qcp2} と負極性への振幅 ΔI_{qcn2} との振幅差の積算値 PF_{q_sig} を求める。

【0050】

【数6】

$$PF_{q_sig} = \int (|\Delta I_{qcp2}| - |\Delta I_{qcn2}|) dt \quad \dots (6)$$

以上のようにして得られた PF_{d_off} 、 PF_{d_sig} 、 PF_{q_off} 、 PF_{q_sig} は、次の様な関係がある。まず、 PF_{d_off} 、 PF_{d_sig} については、

【0051】

【数7】

$$\begin{aligned} PF_{d_sig} - PF_{q_off} &= \int (|\Delta I_{dcp2}| - |\Delta I_{dcn2}|) dt \\ &\quad - \int (|\Delta I_{dcp1}| - |\Delta I_{dcn1}|) dt \\ &= \int (|\Delta I_{dcp2}| - |\Delta I_{dcp1}|) dt \\ &\quad - \int (|\Delta I_{dcn2}| - |\Delta I_{dcn1}|) dt \\ &= \int (|\Delta I_{dcp'}| - |\Delta I_{dcn'}|) dt \end{aligned} \quad \dots (4)$$

また PF_{q_off} 、 PF_{q_sig} は、前記脈動電流印加手段 11 による電圧変化が 90° 変化した時の PF_{d_off} 、 PF_{d_sig} である。従って、第1の実施形態に於ける近似特性式 (1) を仮定すると、

【0052】

【数8】

$$PF_{d_sig} - PF_{q_off} \propto \cos(\Delta\theta) \quad \dots (8)$$

【0053】

【数9】

$$PF_{q_sig} - PF_{q_off} \propto \sin(\Delta\theta) \quad \dots (9)$$

より、磁極位置推定手段 12 では、次式に基づいて前記軸誤差 $\Delta\theta$ を推定する。

【0054】

【数 10】

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \left(- \frac{PF_{q_sig} - PF_{q_off}}{PF_{d_sig} - PF_{d_off}} \right) \dots (10)$$

【0055】

この式(10)によれば、 $\Delta \theta$ は $\pm \pi$ の範囲で推定できる。

【0056】

本実施形態では、前記脈動電流印加手段11による電圧変化を、直交する2つの方向に与えられる様にすることで、電気角で $\pm \pi$ の範囲で磁極位置推定が可能となる。

【0057】

尚、本実施形態では前記フェーズd1、前記フェーズd2、前記フェーズq1、前記フェーズq2の順で前記印加電圧指令 V_{hd}^* による電圧変化を与えとしたが、これらフェーズの順番を任意に変更しても、同様の手順で磁極位置推定演算が可能である。

【0058】

また、 ΔI_{dcp1} の ΔI_{dcn1} は前記フェーズd1の、 ΔI_{dcp2} と ΔI_{dcn2} は前記フェーズd2の、 ΔI_{qcp1} と ΔI_{qcn1} は前記フェーズq1の、 ΔI_{qcp2} と ΔI_{qcn2} は前記フェーズq2の、それぞれにおける、前記dc軸電流 I_{dc} の正側と負側の最大値である。従って、一階差分値の演算を行わずに、夫々のフェーズにおける正側と負側の検出値を ΔI_{dcp1} 、 ΔI_{dcn1} 、 ΔI_{dcp2} 、 ΔI_{dcn2} 、 ΔI_{qcp1} 、 ΔI_{qcn1} 、 ΔI_{qcp2} 、 ΔI_{qcn2} として、数式(3)～(6)を適用することで、演算処理の簡略化が図れる。

【0059】

(実施例6)

本発明の第6の実施形態に於けるシステム構成を図11に示す。

【0060】

本実施形態の特徴部分である電圧設定変更手段15は、前記制御装置1内に在るか、または前記制御装置の外部に在って、且つ前記制御装置1とは通信手段が

確保されている。前記電圧設定変更手段 1 5 は、前記印加電圧指令 V_{hd}^* についてその振幅や周期が入力されると、その入力結果を前記脈動電流印加手段 1 1 に受け渡す様に動作する。前記脈動電流印加手段 1 1 は、受け渡された前記入力結果に合う様に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* を変更する。これにより、前記印加電圧指令 V_{hd}^* を外部から変更できる機能が実現できる。

【0 0 6 1】

また、本実施形態に於ける、前記磁極位置推定手段 1 2 の構成を図 1 2 に示す。前記電流振幅差演算手段 1 2 7 は、 $P F_{d_off}$, $P F_{d_sig}$, $P F_{q_off}$, $P F_{q_sig}$ を演算すると同時にそれぞれを所定値と比較する。 $P F_{d_off}$, $P F_{d_sig}$, $P F_{q_off}$, $P F_{q_sig}$ の全てが所定値より小さい場合は、前記永久磁石磁束 ϕ_m の影響が前記 d c 軸電流 I_{dc} に充分現れていないために、前記軸誤差 $\Delta \theta$ の推定が適切に行えないと判定し、電圧調整指令信号を前記脈動電流印加手段 1 1 へ出力する。前記脈動電流印加手段 1 1 は、電圧調整指令信号が入った場合は、次回から前記印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅を所定の割合だけ増加させる。本構成により、前記軸誤差 $\Delta \theta$ の推定が適切に行われる様に、前記印加電圧指令 V_{hd}^* を自動的に調節する機能が実現できる。

【0 0 6 2】

(実施例 7)

本発明の第 7 の実施形態に於ける、前記制御装置 1 の動作フローを図 1 3 に示す。

【0 0 6 3】

前記制御装置 1 に対して、システムの起動指令が入力されると、まずインバータ起動時処理 2 0 1 が実行され、終了後に前記制御装置 1 はモータ運転開始指令判定処理 2 0 2 を実行し、モータ運転開始待ち状態となる。

【0 0 6 4】

そして、モータ運転開始の指令が、前記制御装置 1 に入力されると、本実施形態の特徴であるシステム異常診断処理 2 0 3 を実施する。該システム異常診断処理 2 0 3 では、前記インバータ 2 の出力回路短絡や地絡、断線といった故障や、入力電圧の過大や過少等の異常状態、或いは前記制御装置 1 自身の故障等を検出

する。前記システム異常診断処理 2 0 3 の終了後、システム異常状態判定処理 2 0 4 で、異常が検出された場合には、システム異常時処理 2 0 5 へ移行する。異常が検出されていないければ、初期磁極位置推定処理 2 0 6 として、例えば第 1 から第 5 の何れかの実施形態で述べた方法で前記軸誤差 $\Delta \theta$ の初期値を推定した後、モータの運転を開始する。

【0 0 6 5】

前記システム異常診断処理 2 0 3 並びに前記システム異常状態判定処理 2 0 4 が無かった場合は、システムに何らかの異常が発生してもモータ運転動作が行われてしまう。この時、例えば前記電流検出器 4 で異常が発生した場合は、前記初期磁極位置推定処理 2 0 6 が適切に前記軸誤差 $\Delta \theta$ を推定できず、更に、第 6 の実施形態に於ける前記印加電圧 V_{hd}^* を自動的に調節する機能が、誤動作する恐れがあるが、本実施形態の構成にする事で、本発明による磁極位置推定方法の確度を上げることができる。

【0 0 6 6】

これより、本発明は、電動機を制御する制御装置内で磁極位置を検出し、ベクトル制御を行うことを目的とし、本発明の磁極位置の検出は、前記電動機の推定磁束軸である d c 軸の電圧指令に対して電圧変化を与え、前記電動機に流れる電流を前記 d c 軸上で観測し、前記 d c 軸で観測された電流値に含まれる脈動成分に対して、該脈動成分の正側および負側に分離して、それぞれについて絶対値の異なる 2 つ以上の電流値を検出し、該絶対値の異なる 2 つ以上の電流値を検出に基づいて、前記電動機内部の磁極位置を推定する。

【0 0 6 7】

前記絶対値の異なる 2 つ以上の電流値の検出は、一つの脈動成分の波形について実施すれば良いが、前記 d c 軸に与える電圧変化を 2 種類以上与え、それぞれについて 1 つずつの電流値を検出しても良い。

【0 0 6 8】

また、前記 d c 軸を動かして、2 つ以上の方向に対して前記電圧変化を与えることで、極性を含めた磁極位置が検出可能になる。

【0 0 6 9】

また、d c 軸の電圧指令に対して与える電圧変化について、外部からの設定機能や、制御装置内部での自動調整機能を持つことで、前記電動機が変更された場合にも磁極位置が検出できるようにする。

【0070】

また、制御装置に異常検出機能を持たせることで、前記自動調整機能を含めた磁極位置の検出動作の誤動作を防止する。

【0071】

以上により、本発明の交流電動機駆動システムによれば、電動機に電圧変化を印加して、それに伴い発生する電流脈動成分の正側、及び負側について観測される、絶対値の異なる2値以上の電流値から演算される電流変化率に基づき、前記電動機内部の磁極位置を推定できる。

【0072】

また、前記電動機の磁気飽和による脈動成分の変化を利用し、更にこの脈動成分のうち、電動機の構造に依存して発生する成分を取り除けるので、電動機の構造によらず適用でき、脈動電流の振幅を増やさずに、磁極位置の推定精度を高められる。

【0073】

また、前記電圧変化について、外部からの設定機能や、制御装置内部での自動調整機能を持つことで、前記電動機が変更された場合にも磁極位置が検出でき、制御装置に異常検出機能を持たせることで、前記自動調整機能を含めた磁極位置の検出動作の誤動作を防止できる。

【0074】

なお、交流電動機と、交流電動機に任意の交流を与えるインバータと、インバータに制御信号を送る制御装置とを有するシステムを交流電動機システムという。

【0075】

【発明の効果】

本発明によれば、磁極位置を精度良く推定できる交流電動機の制御装置及び交流電動機システムを提供することができる。

【図面の簡単な説明】**【図 1】**

本発明の第 1 の実施例によるシステム構成図。

【図 2】

本発明の第 1 の実施例による磁極位置推定手段の構成図。

【図 3】

本発明の第 1 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 4】

磁極軸と推定軸が一致している場合の磁気飽和と電流リプルの関係を示す図。

【図 5】

本発明の第 2 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 6】

本発明の第 3 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 7】

本発明の第 4 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 8】

本発明の第 5 の実施例によるシステム構成図。

【図 9】

本発明の第 5 の実施形態による磁極位置推定手段の構成図。

【図 1 0】

本発明の第 5 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 1 1】

本発明の第 6 の実施例によるシステム構成図。

【図 1 2】

本発明の第 6 の実施例による磁極位置推定手段の構成図。

【図 1 3】

本発明の第 7 の実施例における制御装置の動作の説明図。

【図 1 4】

従来技術で仮定する、磁極軸と推定軸が一致している場合の磁気飽和と電流リ

ブルの関係を示す図。

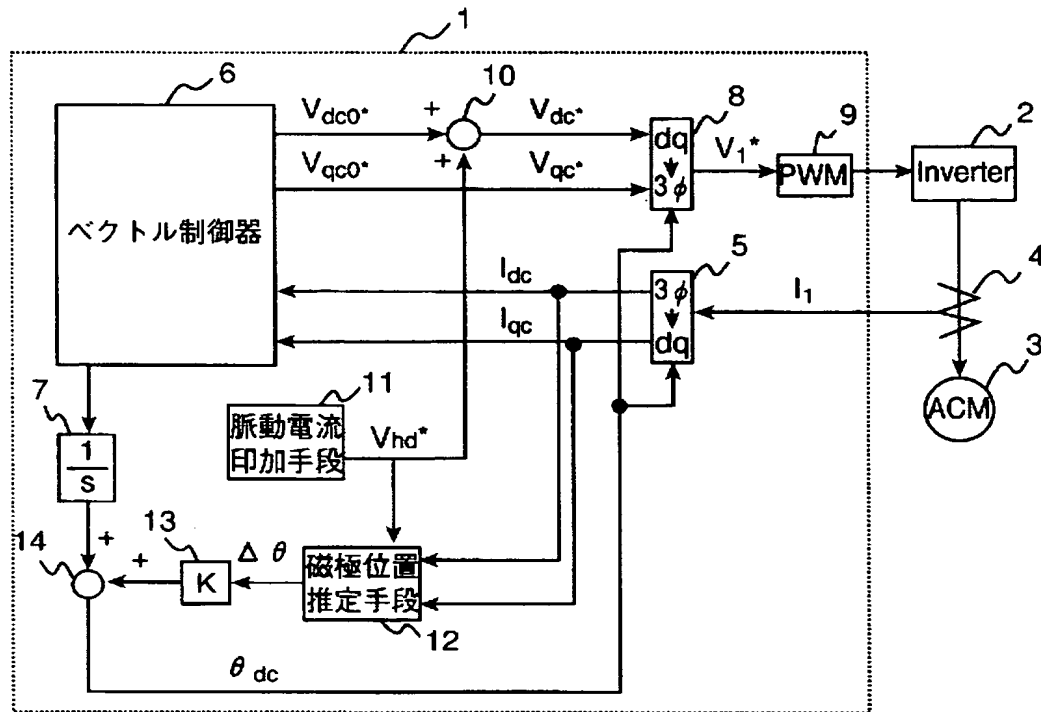
【符号の説明】

1…制御装置、2…インバータ、3…電動機、4…電流検出器、5…d q 変換器、6…ベクトル制御器、7…積分器、8…d q 逆変換器、9…PWM発生器、10, 14…加算器、11…脈動電流印加手段、12, 126, 128…磁極位置推定手段、13…補正ゲイン、15…電圧設定変更手段、121…遅延器、122…減算器、123…絶対値演算器、124…電流極性演算器、125…電流変化量演算手段、127…電流振幅差演算手段、201…インバータ起動時処理、202…モータ運転開始指令判定処理、203…システム異常診断処理、204…システム異常状態判定処理、205…システム異常時処理、206…初期磁極位置推定処理、d c 軸…推定磁束軸、q c 軸…推定トルク軸、 ϕ_m …永久磁石磁束、 ϕ_{ld} …一次磁束、 I_{dc} , I_{qc} …(夫々 d c 軸, q c 軸上の) 電流、 ω_1 …電動機の電気角周波数、 θ_{dc} …電動機の電気角位置 (位相)、 V_{dc0}^* , V_{qc0}^* …(夫々 d c 軸, q c 軸上の) 電圧指令、 V_{hd}^* …印加電圧指令、 ΔI_{dcp1} , ΔI_{dcp2} …正側の半波の d c 軸電流検出値、 ΔI_{dcn1} , ΔI_{dcn2} …負側の半波の d c 軸電流検出値、 ΔI_{qcp1} , ΔI_{qcp2} …正側の半波の q c 軸電流検出値、 ΔI_{qcn1} , ΔI_{qcn2} …負側の半波の q c 軸電流検出値、 S_p …電流極性信号、 L_{ds0} , L_{d0} …(夫々 d c 軸正方向, 同負方向の) インダクタンス、 L_{ds1} , L_{ds2} …(夫々 d c 軸正方向, 同負方向の) I_{dc} が小さい時のインダクタンス、 ΔI_{dc} …一階差分値、 V_{hd1} , V_{hd2} , V_{hd1}' , V_{hd2}' …印加電圧指令 V_{hd}^* の振幅、 θ_{dc_ini} …d c 軸位相の指令値、 $P F_{d_off}$, $P F_{d_sig}$, $P F_{q_off}$, $P F_{q_sig}$ …電流振幅差。

【書類名】 図面

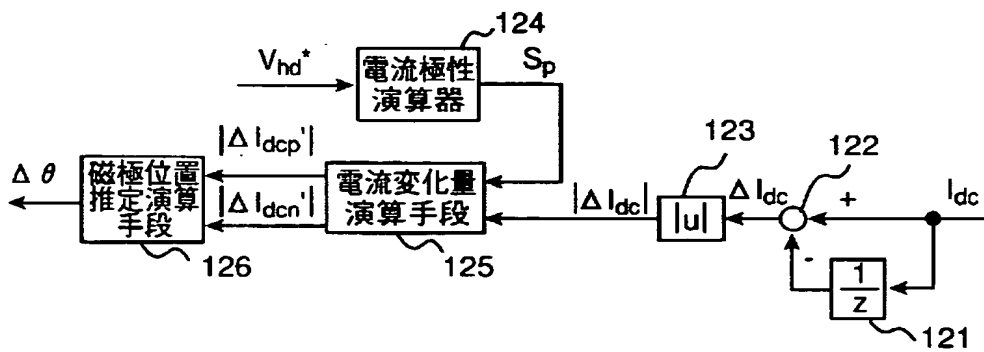
【図 1】

図 1



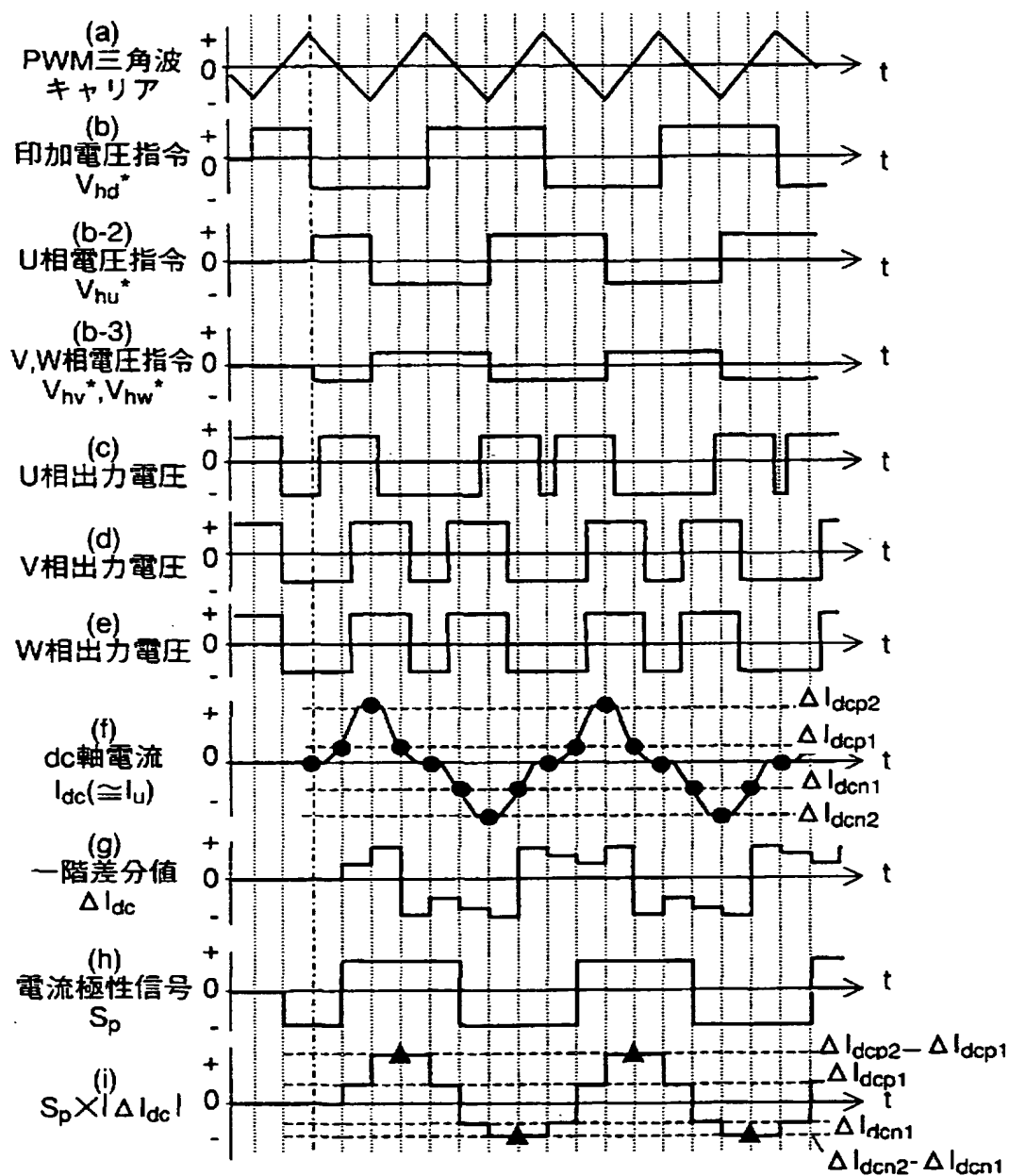
【図 2】

図 2



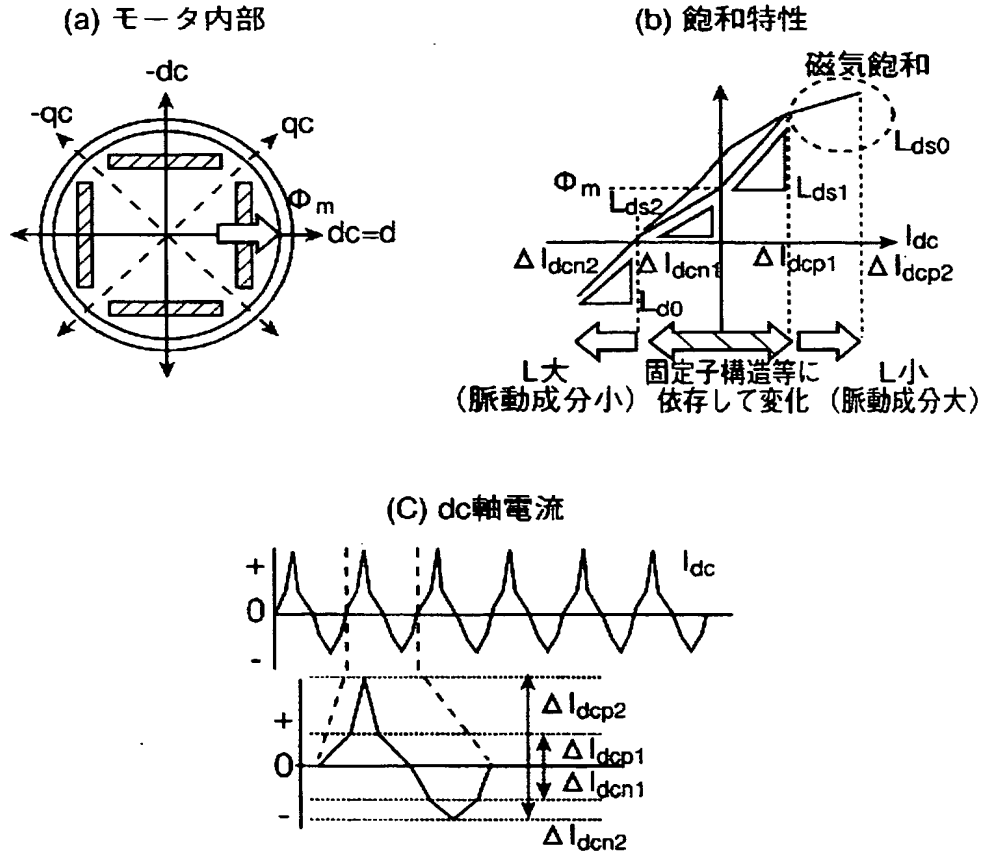
【図 3】

図 3



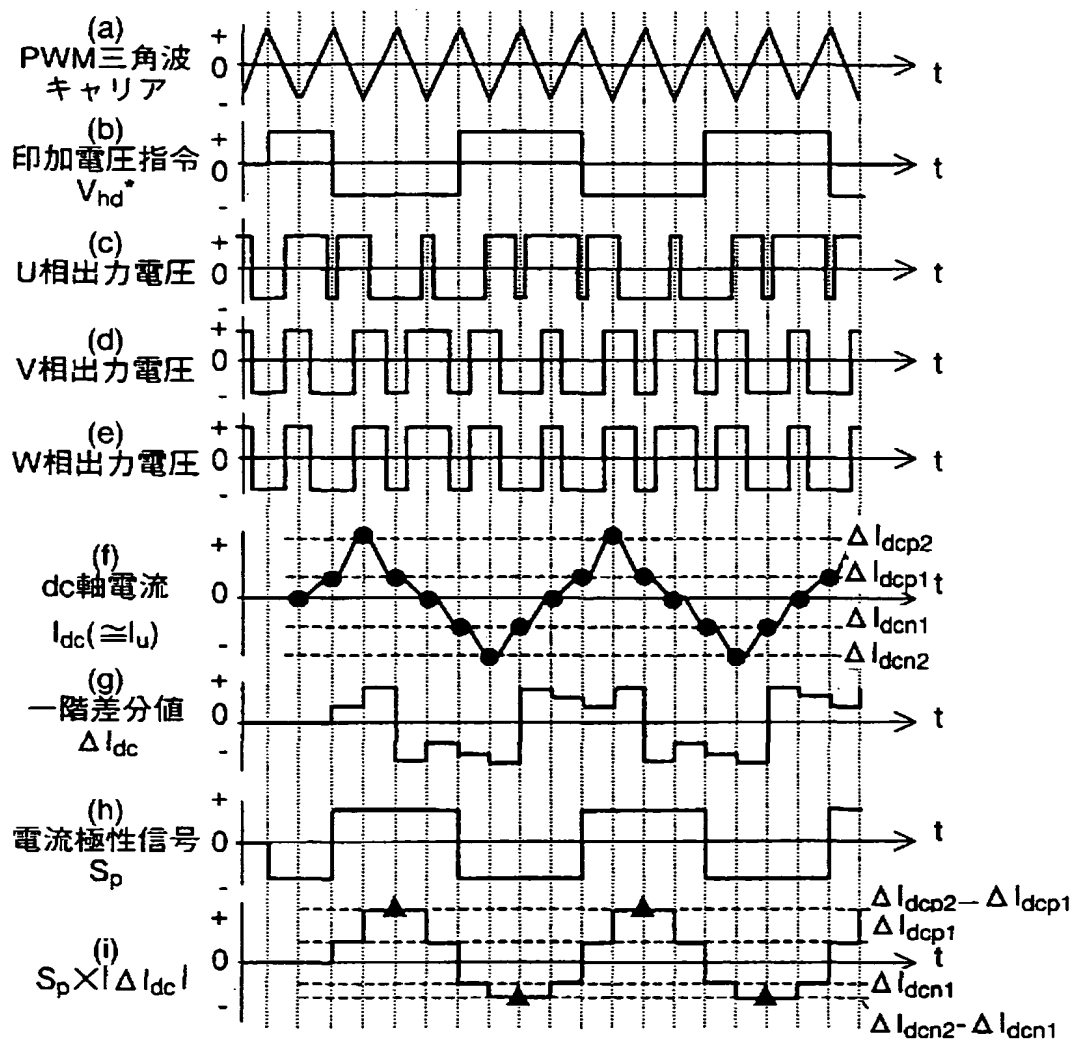
【図 4】

図 4



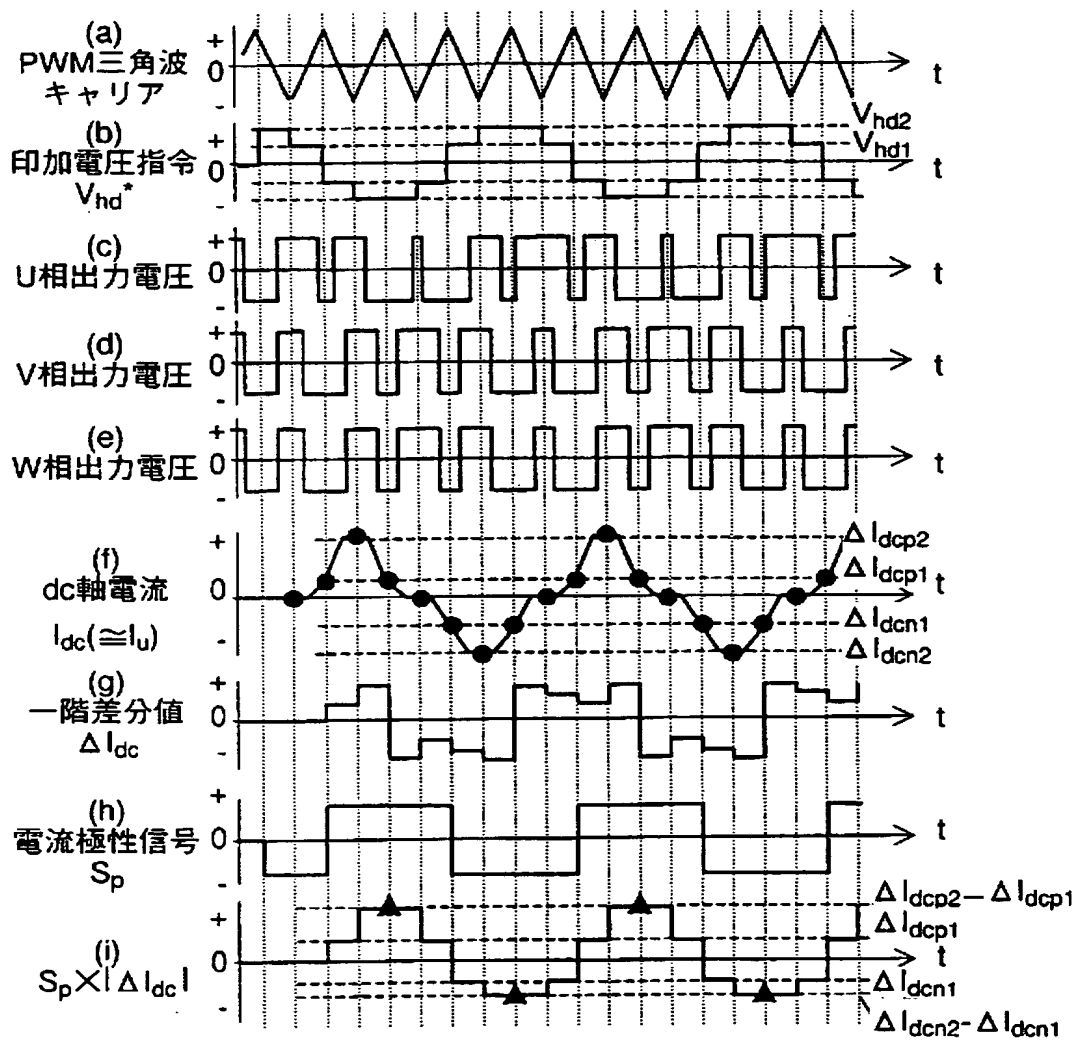
【図 5】

図 5



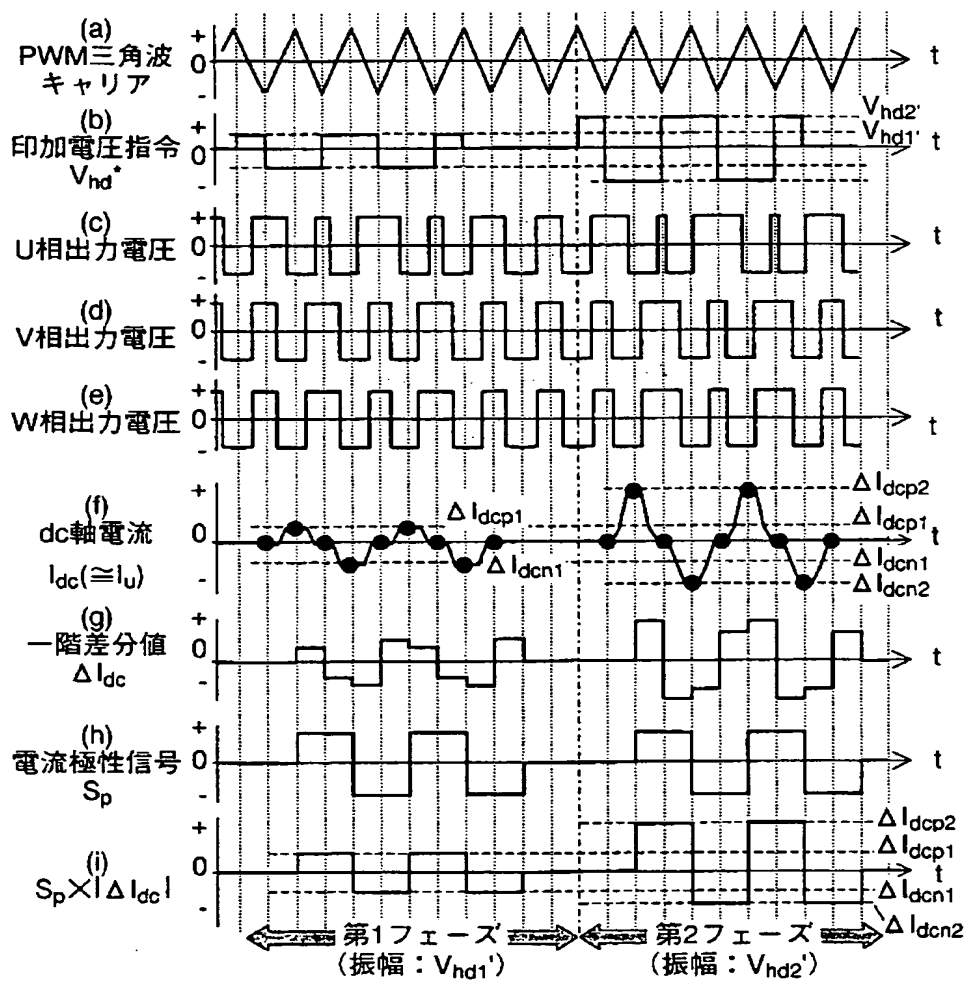
【図 6】

図 6



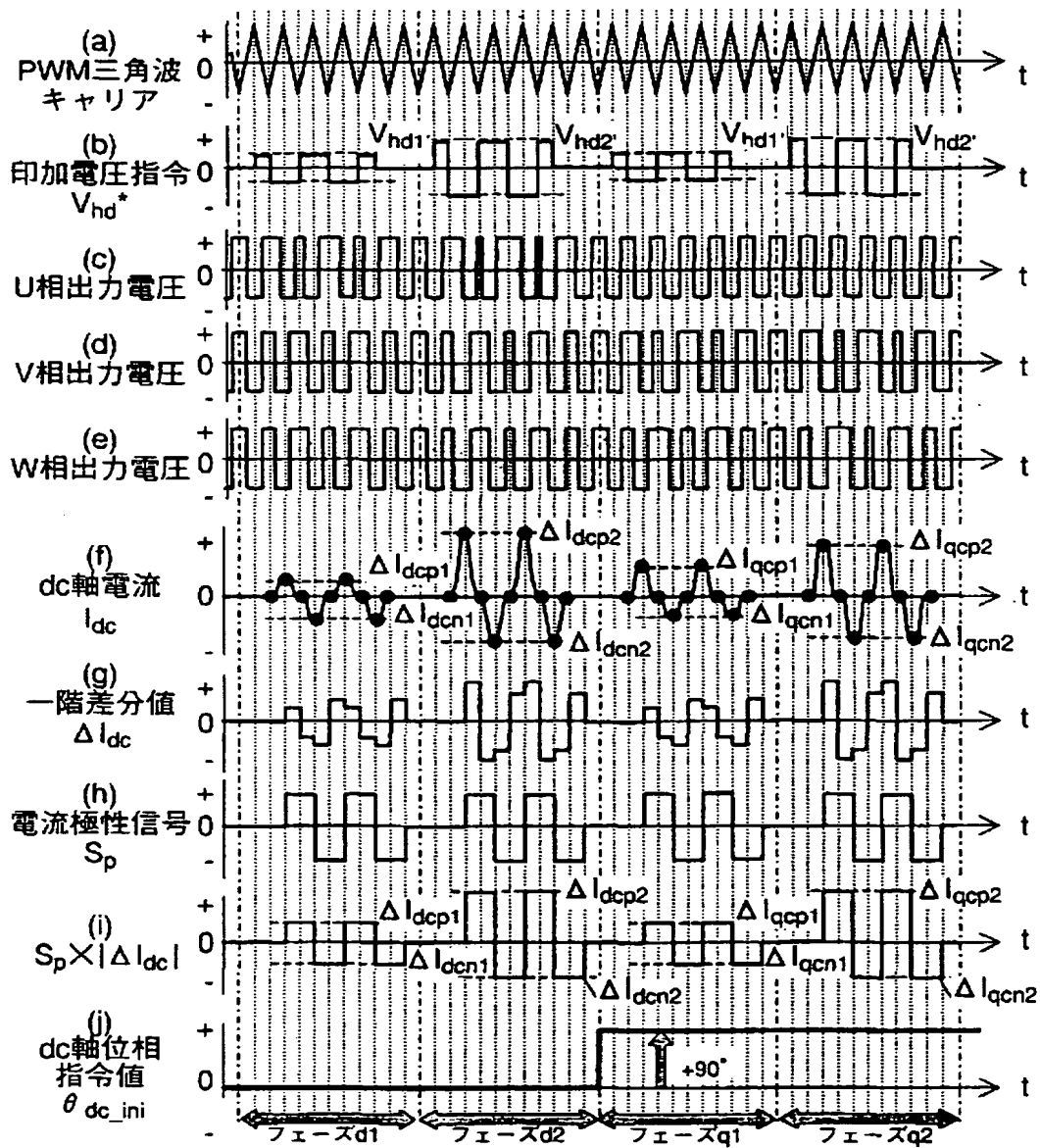
【図 7】

図 7



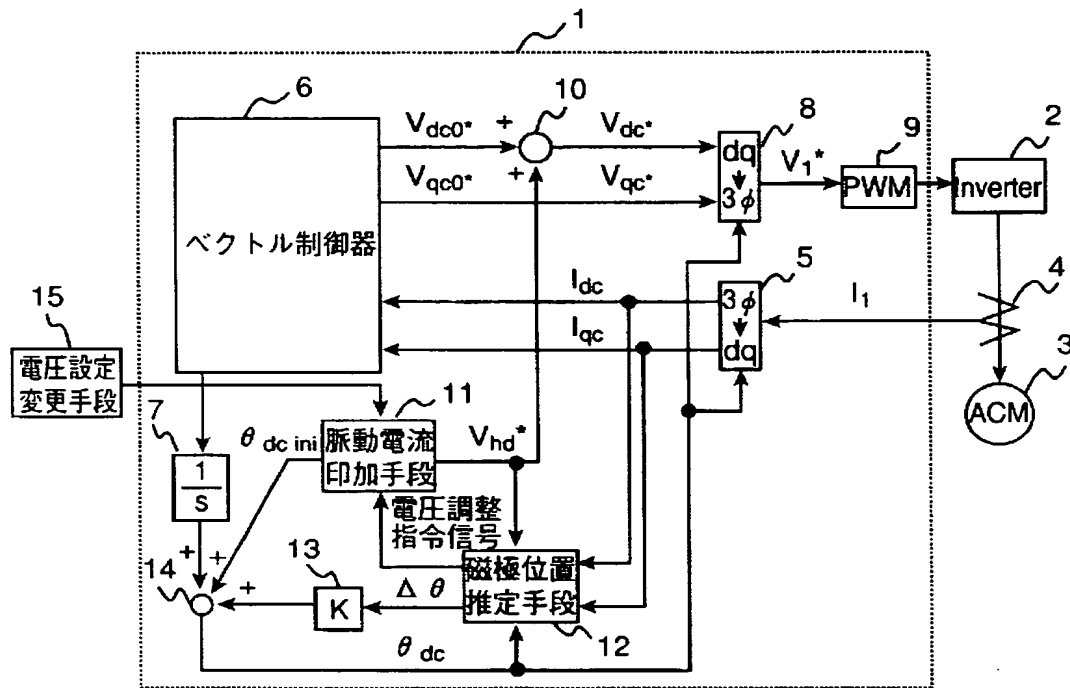
【図 10】

図 10



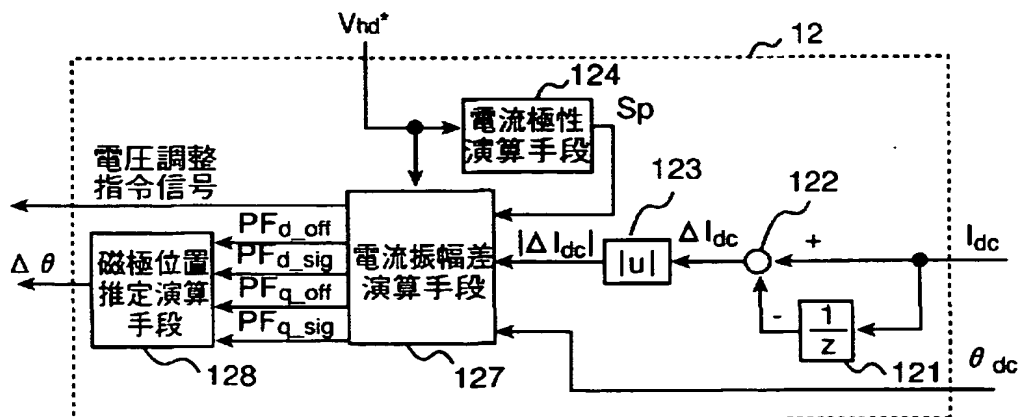
【図 11】

図 11



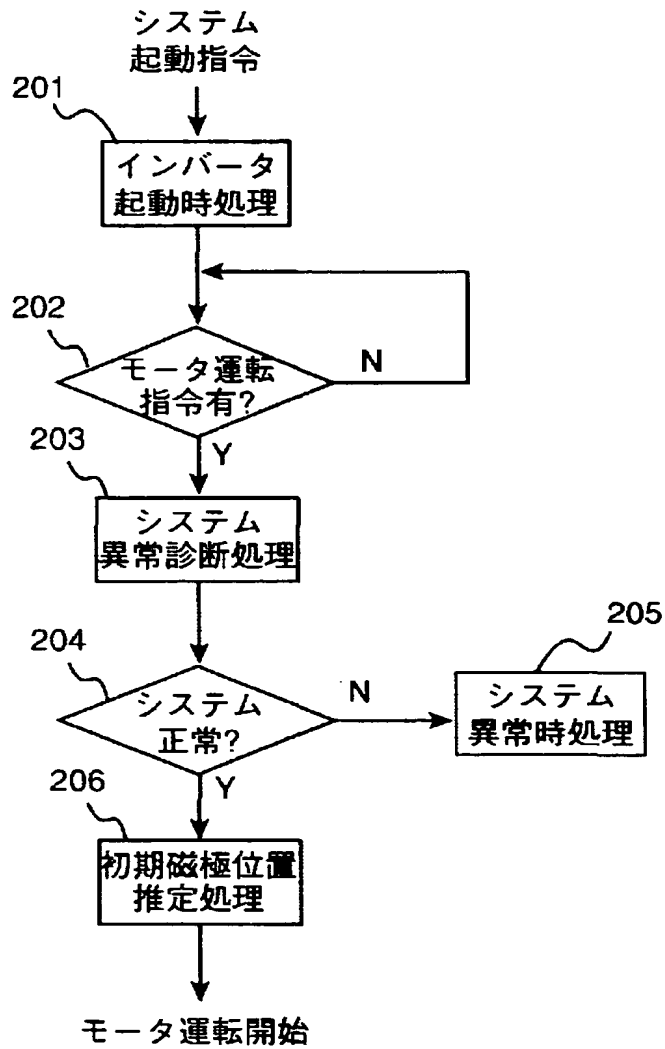
【図 12】

図 12



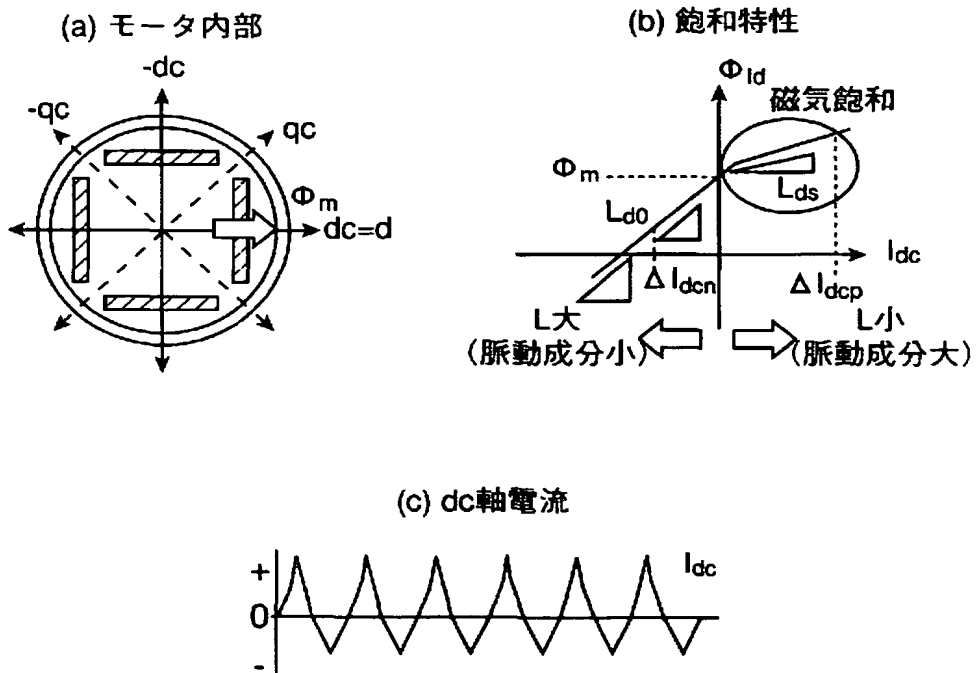
【図 13】

図 13



【図 14】

図 14



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】

P Mモータ全般に適用でき、磁極位置を簡単なアルゴリズムで検出できる交流電動機の制御装置を提供することにある。

【解決手段】

交流電動機に任意の交流を印加するインバータと、前記インバータに制御信号を送る制御装置を備えた交流電動機の制御装置において、前記制御装置は、前記電動機に対して脈動電流を与える脈動電流印加手段と、磁極位置推定手段とを有し、前記磁極位置推定手段では、前記脈動電流の正側、負側のそれぞれに対して、前記脈動電流の少なくとも2つの電流値を観測し、前記交流電動機の磁極位置を推定することである。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 1 8 3 7 1 4
受付番号	5 0 3 0 1 0 7 1 5 2 0
書類名	特許願
担当官	吉野 幸代 4 2 4 3
作成日	平成 1 5 年 8 月 7 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】 平成 15 年 6 月 27 日

特願 2 0 0 3 - 1 8 3 7 1 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [5 0 2 1 2 9 9 3 3]

1. 変更年月日	2 0 0 2 年 4 月 1 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	千葉県千葉市美浜区中瀬二丁目 6 番地
氏 名	株式会社日立産機システム